
AMBIENTE INTEGRADO PARA ACIONAMENTO E CONTROLE DE MOTORES DE INDUÇÃO

Elder M. Hemerly¹, Hilton A. Gründling² & Luís Fernando A. Pereira³

¹ Instituto Tecnológico de Aeronáutica
CTA - ITA - IEEE
12228-900 - São José dos Campos - SP

² Universidade Federal de Santa Maria
UFSM - CT - DELC
97105-340 - Santa Maria - RS

³ Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
PUCRS - EP - DEE
90600-001 - Porto Alegre - RS

Resumo - Um ambiente baseado em microcomputador para geração de padrão PWM e controle de motores de indução é proposto neste trabalho. O principal objetivo é facilitar a implementação em tempo real e possibilitar um estudo sistemático de desempenho das técnicas existentes, em situações realistas. O microcomputador integra os recursos de *hardware*, para acionamento e aquisição de dados, e de *software*, relativos aos algoritmos de geração de padrão PWM e controle. Este procedimento simplifica consideravelmente as tarefas de geração e depuração de código. Resultados experimentais nas áreas de acionamento e controle vetorial de motores de indução são apresentados e discutidos, objetivando ilustrar a versatilidade e a utilidade do ambiente proposto.

Abstract - This work proposes a PC-based environment for driving and control of induction motors. The main goal is to equip the user with an integrated environment which facilitates real time implementation and performance assesment of competing techniques under realistic conditions. A single microcomputer is employed for integrating all hardware and software resources, thence simplifying code generation considerably. Experimental results on PWM pattern generation and vector control are reported for gauging the usefulness of the proposed environment.

1.- INTRODUÇÃO

Não obstante o motor de indução seja superior em relação a motores DC em termos de desempenho, custo e confiabilidade, sua utilização em servomecanismos de precisão em geral requer *hardware* mais complexo e *software* mais sofisticado. Isto se deve principalmente às características do acionamento e à dinâmica relativamente complexa deste motor, que dificultam particularmente o seu controle. Vide (Barbi, 1985; Leonhard, 1985; Bose, 1986) para detalhes.

Devido a esta complexidade, diversos trabalhos sobre motores de indução concerne resultados obtidos via simulação, como em (Atkinson *et alii*, 1991; Bottura *et alii*, 1993). Esses resultados, por mais realistas que sejam as hipóteses sob as quais as simulações são efetuadas, servem apenas para sugerir a viabilidade de uma certa técnica de acionamento, identificação ou controle. Mais precisamente, a utilidade desses resultados é limitada porque a implementação na prática introduz perturbações (quantização, atrasos e ruídos) que podem comprometer o bom desempenho observado nas simulações.

Aplicações de controle digital a motores de indução podem ser encontradas, por exemplo, em (Leonhard, 1985). Como exemplo de implementação em tempo real de algoritmo de controle relativamente complexo podemos citar (Haneda e Nagao, 1989), onde um servomecanismo de posição foi considerado. Dois microcomputadores foram utilizados, um do

tipo LSI-11 para geração do sinal de controle, e outro baseado no Z-80, para aquisição de dados e monitoração. Como exemplo de implementação analógica/digital, podemos citar (Garcia *et alii*, 1990), onde são tratados servomecanismos de velocidade.

Mais recentemente, as implementações em tempo real geralmente utilizam processadores digitais de sinal (DSP's), conforme em (Morici *et alii*, 1993; Silvino *et alii*, 1993), devido à grande capacidade computacional e baixo custo desses processadores. Detalhes sobre aspectos práticos da implementação digital, tais como a utilização de filtros *antialiasing* e o efeito da discretização, podem ser encontrados em (Sepe e Lang, 1994).

Deve ser ressaltado que nas referências sobre implementação em tempo real não há, em geral, preocupação com a flexibilidade da plataforma de *hardware*, sendo (Morici *et alii*, 1993) uma exceção. Esta flexibilidade seria importante porque permitiria a rápida implementação e verificação de desempenho de uma dada técnica de controle em situações realistas e de interesse prático.

Este trabalho é motivado por (Morici *et alii*, 1993). Contudo, neste trabalho será utilizado um microcomputador tipo 486-DX2 66MHz, que possui considerável capacidade computacional e baixo custo. A motivação provém da constatação de que a utilização de processador único simplifica consideravelmente as etapas de geração e depuração de código, favorecendo o desenvolvimento de um ambiente que possibilita a rápida implementação de uma dada técnica de acionamento ou controle de motores de indução. Além de possibilitar a avaliação realista de desempenho e robustez, este ambiente facilita a comparação de diferentes técnicas, sendo portanto relevante tanto para o pesquisador quanto para um potencial usuário.

Mais precisamente, neste trabalho propõe-se um ambiente baseado em microcomputador para acionamento e controle de motores de indução, e as principais contribuições são:

- 1) Ao contrário de (Morici *et alii*, 1993; Silvino *et alii*, 1993), o *hardware* adicional é extremamente simples, consistindo de uma placa auxiliar com *timers* para a geração do padrão PWM e temporização;
- 2) Como exemplo ilustrativo, implementa-se um

servomecanismo de posição de relativa complexidade e avalia-se o tempo de execução do algoritmo em microcomputador 486-DX2 66MHz;

- 3) Em (Ferreira Filho *et alii*, 1992) propõe-se um ambiente baseado em microcomputador apenas para acionamento, não focalizando o problema de controle;
- 4) Em (Ferreira Filho *et alii*, 1992) consideram-se principalmente técnicas de PWM utilizando portadoras, ao passo que neste trabalho propõe-se também uma técnica de otimização para gerar diretamente o padrão PWM, objetivando a redução do efeito das harmônicas.

Este trabalho está organizado conforme descrito a seguir. Na seção 2 faz-se um resumo das principais características do ambiente integrado proposto. Na seção 3 discutem-se técnicas para geração de padrão PWM. O problema de controle de motores de indução é investigado na seção 4, sendo implementado um servomecanismo de posição utilizando controle vetorial. Resultados experimentais são apresentados nestas seções. As conclusões são apresentadas na seção 5

2.- PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO AMBIENTE BASEADO EM MICRO-COMPUTADOR

O diagrama de blocos do ambiente proposto é mostrado na Fig. 1, e permite ao usuário: a) Selecionar, ou programar, uma certa estratégia de geração de padrão PWM ou controle; b) Especificar parâmetros de projeto; c) Efetuar experimentos em tempo real, e d) Coletar variáveis de interesse, tais como correntes e velocidade do motor, para apresentação em gráficos, facilitando assim a análise de desempenho e robustez. No momento o ambiente está implementado em microcomputador 486-DX2 66 MHz e a linguagem C é utilizada para geração de código.

Os recursos de *hardware* necessários consistem no conversor A/D e na placa auxiliar para geração de padrão PWM e temporização. Quanto ao conversor, utiliza-se uma placa disponível no mercado, tipo DT2812-A da Data Translation Inc., de 12 bits e 100 kHz, que digitaliza as variáveis de interesse.

A placa auxiliar para geração de sinal PWM e temporização,

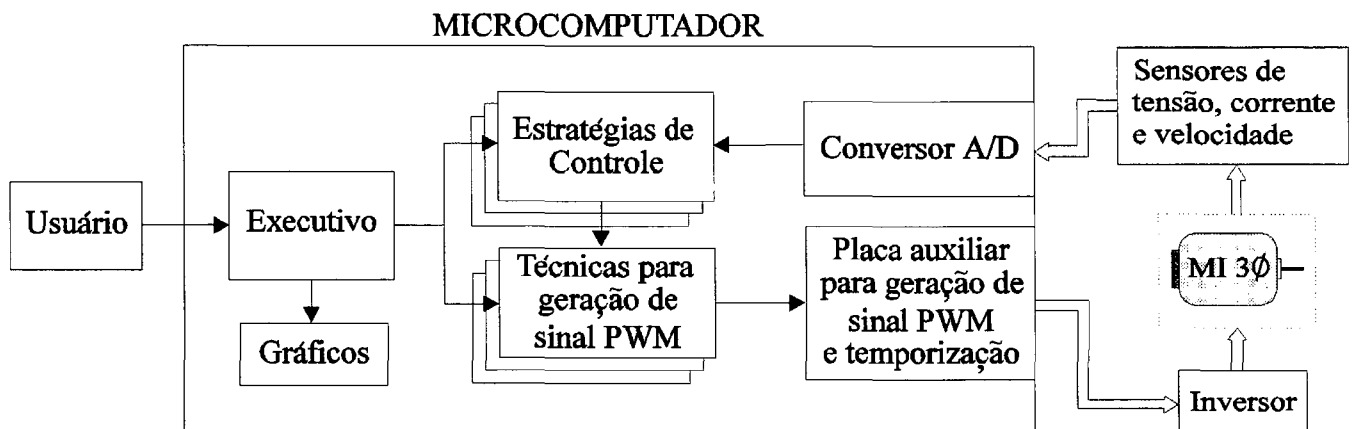


Figura 1 - Ambiente para acionamento e controle de motores de indução.

Placa para geração de sinal PWM e temporização

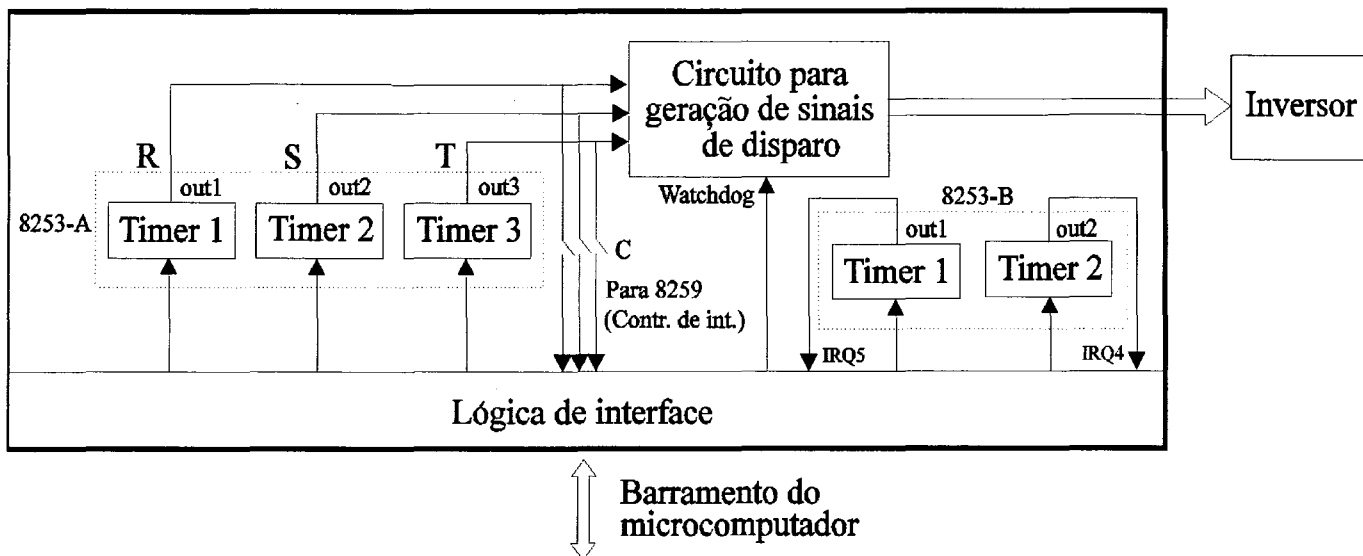


Figura 2- Placa auxiliar para geração de sinal PWM e temporização.

que é inserida no barramento do microcomputador, foi construída pelos autores para viabilizar o ambiente da Fig. 1. Os principais componentes desta placa são mostrados na Fig. 2.

Os sinais para comandar o inversor são obtidos via três contadores do chip 8253-A e um circuito baseado em flip-flops tipo D 74LS74, que geram 6 sinais de disparo ($R - \bar{R}, S - \bar{S}, T - \bar{T}$). Considerando-se que o microcomputador é ativamente utilizado para carregar os contadores, conforme detalhado na seção 3, um sinal de watchdog é introduzido no circuito de geração dos sinais de disparo. Assim, se por algum motivo o microcomputador deixar de recarregar os contadores em tempos predeterminados, a geração de sinal é imediatamente bloqueada, evitando-se problemas no inversor e no motor. Ao se utilizar a técnica de PWM otimizado, conforme descrito na seção 3, os três contadores são carregados assincronamente, sendo os instantes de carregamento determinados por interrupções obtidas via chave C.

Para a temporização, são utilizados dois contadores do chip 8253-B. Mais precisamente, o sinal IRQ5 é utilizado para estabelecer o período de amostragem para aquisição de dados ou controle, e o sinal IRQ4 é empregado para determinar a frequência com a qual os contadores do timer 8253-A são recarregados ao se empregar técnica de PWM que requer carregamento simultâneo desses contadores.

Convém ressaltar que não constitui tarefa realista tentar programar todas as estratégias de acionamento e controle disponíveis, nem é esta a principal utilidade do ambiente da Fig. 1. A principal utilidade reside no fato de que o ambiente é flexível e viabiliza a implementação em tempo real de uma dada estratégia, sem requerer do usuário envolvimento com detalhes sobre as tarefas de acionamento, temporização e aquisição de dados.

3.- GERAÇÃO DE PADRÃO PWM

O inversor utilizado neste trabalho consiste de uma estrutura com 6 chaves MOS-FET, operando com uma fonte DC de tensão fixa. O objetivo desta seção é descrever uma técnica para otimizar o padrão PWM a ser gerado pelo inversor, de modo a reduzir o efeito das harmônicas. O padrão PWM otimizado é obtido empregando-se as equações (Peñalver *et alii*, 1985)

$$V_I = \left(\frac{2\sqrt{3}E}{\pi} \right) (-1)^q \left(1 + 2 \sum_{i=1}^q (-1)^i \cos(\alpha_i) \right) \quad (1)$$

$$V_n = \left(\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi} \right) (-1)^q \left(1 + 2 \sum_{i=1}^q (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right) \quad (2)$$

onde

E: Tensão da fonte DC.

q: Primeiras harmônicas ímpares não múltiplas de 3 a serem eliminadas.

n: Número da harmônica a ser eliminada.

A equação (1) descreve a tensão de pico da componente fundamental, sendo as harmônicas de ordem "n" descritas pela equação (2). Temos portanto um sistema não-linear com "q" equações algébricas, cuja solução requer o uso de algoritmos numéricos de relativa complexidade. Neste trabalho utiliza-se o método de Rosenbrock (Rosenbrock, 1960) para determinar os ângulos α_i 's, que definem a largura dos pulsos do padrão PWM simétrico em 1/4 de onda e anti-simétrico em 1/2 de onda. Neste método, a procura no espaço de parâmetros tem o objetivo de determinar os valores dos ângulos $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_q$, de modo que a função custo $J(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_q)$, seja minimizada. O algoritmo determina o ponto x^{1+1} pela busca em um conjunto de direções ortonormais. Sejam v_i^j , $i = 1, 2, \dots, q$ os vetores da

base ortonormal e $e_i, \epsilon \mathbb{R}$. Então

$$x^{l+1} = x^l + e_i v_i^j \quad (3)$$

Se x^{l+1} falhar, isto é, $J(x^{l+1}) \geq J(x^l)$, então e_i é substituído por βe_i , onde $-1 < \beta < 0$. Em caso de sucesso, ou seja, $J(x^{l+1}) < J(x^l)$, e_i é substituído por γe_i , com $\gamma > 1$. Tão logo um sucesso seja seguido de uma falha, para todo $i=1, 2, \dots, q$, o vetor v_i^j é substituído por v_i^{j+1} , que é calculado conforme a seguir: Seja d_i a soma de todos os sucessos de e_i durante o j -ésimo estágio, i.e.,

$$\begin{aligned} a_1 &= d_1 v_1^j + d_2 v_2^j + \dots + d_q v_q^j \\ a_2 &= d_2 v_2^j + \dots + d_q v_q^j \\ &\vdots \\ a_q &= d_q v_q^j \end{aligned} \quad (4)$$

Os vetores a_i são então ortogonalizados usando o algoritmo de Gram-Schmidt, conforme descrito em (Kailath, 1980), proporcionando a base para a próxima procura, i.e.,

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1 \\ v_1^{j+1} &= b_1 / \|b_1\| \\ b_2 &= a_2 - (a_2, v_1^{j+1}) v_1^{j+1} \\ v_2^{j+1} &= b_2 / \|b_2\| \\ &\vdots \\ b_n &= a_n - \sum_{k=1}^{n-1} (a_n, v_k^{j+1}) v_k^{j+1} \\ v_n^{j+1} &= b_n / \|b_n\| \end{aligned} \quad (5)$$

Inicialmente, para $j=0$, e_i e v_i^j são escolhidos arbitrariamente. À medida em que j cresce, a razão de convergência do algoritmo tende a melhorar, dado que v_i^j orienta-se progressivamente ao longo da melhor direção de busca. Resultados satisfatórios, como em (Zakian e Al-Naib, 1984), foram obtidos com $\gamma=3$ e $\beta=-0,5$.

Na Fig. 3 mostram-se os padrões gerados para as fases R, S e

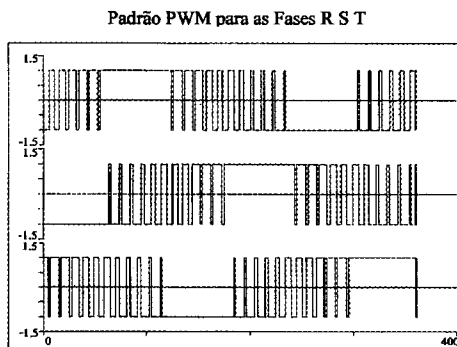


Figura 3- Padrão PWM otimizado para fator de modulação 0,6 e escalonado em frequência.

T, escalonados em frequência e para fator de modulação 0,6, considerando-se 11 α 's em 1/4 de onda.

3.1 - Resultados experimentais

Um ensaio relevante concerne a determinação experimental do espectro de frequência do padrão PWM gerado empregando-se a técnica proposta. Como carga considera-se um motor de indução de 0,12 CV, ligado em Δ . Na Fig. 4 é mostrado sinal de disparo para a fase R, utilizando-se padrão PWM com frequência 10 Hz e fator de modulação 0,6. Este sinal é gerado por um estágio pré-amplificador que condiciona o padrão PWM para acionamento das chaves do inversor.

A FFT do sinal de tensão entre as fase R-S, utilizando-se uma amostra com 2048 pontos e período de amostragem 500 μ s, encontra-se na Fig. 5.

Conclui-se que o padrão PWM gerado é extremamente eficiente, no que se refere à eliminação de harmônicas.

4. SERVOMECANISMO DE POSIÇÃO COM CONTROLE VETORIAL

Como exemplo de aplicação do ambiente da Fig. 1 em controle de motores de indução, nesta seção considera-se o projeto de um servomecanismo de posição utilizando-se controle vetorial, relevante, por exemplo, para aplicações em elevadores. O motor utilizado é modelado conforme Apêndice I e possui os parâmetros listados no Apêndice II. A técnica de controle vetorial considerada aqui é a proposta em (Haneda e Nagao, 1989), que consiste na utilização de um observador para as correntes de magnetização e um procedimento para linearizar globalmente as equações dinâmicas do motor de indução. A seguir projeta-se um controlador ótimo linear quadrático com base no modelo linearizado. O diagrama de blocos completo é mostrado na Fig. 6.

Deve ser ressaltado que em (Haneda e Nagao, 1989) utiliza-se um resolver para a determinação do ângulo Θ_r do rotor. Aqui, conforme indicado na Fig. 6, este ângulo é obtido

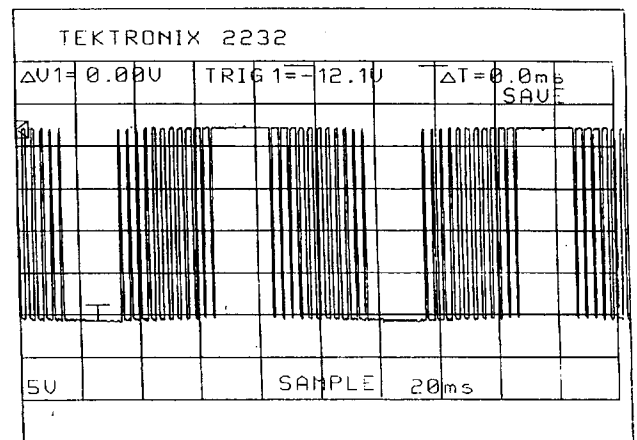


Figura 4- Sinal de disparo para a fase R, para frequência 10 Hz e fator de modulação 0,6.

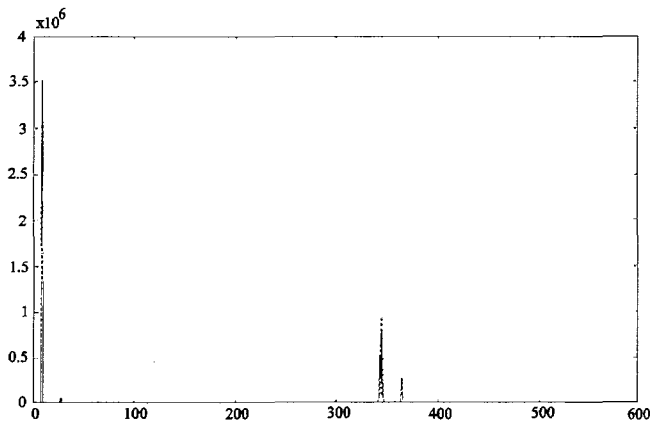


Figura 5- FFT do sinal de tensão entre as fases R-S, com amostra de 2048 pontos.

integrando-se os pulsos do *encoder*, com 2500 ppr, de modo a simplificar a instrumentação. Objetivando-se evitar o acúmulo de erros no cálculo deste ângulo, a cada volta completa ele é zerado.

Um resumo da lei de controle é apresentado a seguir. Para detalhes, vide (Haneda e Nagao, 1989). O sinal de controle v'_{ds} , na Fig. 6, é dado por

$$v'_{ds}(t) = - \{ (\sigma L_s) / (\alpha L_r) \cdot R_r + 2(M/L_r)^2 \cdot R_r \} \cdot \hat{i}_{dc}(t) - 2\lambda w_r (M^2/L_r) \cdot \hat{i}_{qc}(t) + \{ R_s + (M/L_r)^2 R_r - \beta (\sigma L_s R_r / L_r) \} \cdot (i_{ds}(t) - I^*) + \{ R_s + 2R_r (M/L_r)^2 + (\sigma L_s / \alpha L_s / \alpha L_r) \} \cdot I^* \quad (6)$$

onde as estimativas $\hat{i}_{dc}(t)$ e $\hat{i}_{qc}(t)$ das correntes de magnetização $i_{dc}(t)$ e $i_{qc}(t)$ são dadas por

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{dc}(t) = - (R_r / L_r) \hat{i}_{dc}(t) + (w - \lambda w_r) \hat{i}_{qc}(t) + (R_r / L_r) i_{ds}(t) + \alpha (M / L_r)^2 (R_r / \sigma L_s) (i_{ds}(t) - I^*) \quad (7)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{qc}(t) = - (w - \lambda w_r) \hat{i}_{dc}(t) - (R_r / L_r) \hat{i}_{qc}(t) + (R_r / L_r) i_{qs}(t) + \alpha (\lambda w_r M^2 / \sigma L_s L_r) (i_{ds}(t) - I^*) \quad (8)$$

com

$$w = \lambda w_r + (R_r / L_r) \frac{i_{qs}(t)}{I^*} \quad (9)$$

onde I^* corresponde ao valor de referência para a corrente de magnetização $i_{dc}(t)$.

Para $\alpha > 0$ e $\beta > 1$, pode ser mostrado, vide (Haneda e Nagao, 1989), que as equações (6)-(9) constituem um observador das correntes de magnetização, com propriedade de linearizar o modelo do motor de indução representado no referencial dq. Mais precisamente, obtém-se um modelo linear contendo $i_{ds}(t)$, $w_r(t)$ e $\Theta_r(t)$ como variáveis de estado e controlado pela tensão $v'_{qs}(t)$, sendo as matrizes de dinâmica(A) e de controle(B) dadas por

$$A = \begin{bmatrix} -(R_s + M/L_r)^2 (R_r / \sigma L_s) & -\lambda M^2 I^* / (\sigma L_s L_r) & 0 \\ \lambda M^2 I^* / (J L_r) & -B/J & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ e } B = \begin{bmatrix} 1 / (\sigma L_s) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

podendo ser utilizada qualquer estratégia de controle para projeto. Poderíamos, por exemplo, utilizar o procedimento proposto em (Hemerly, 1991), considerando apenas $\Theta_r(t)$ na

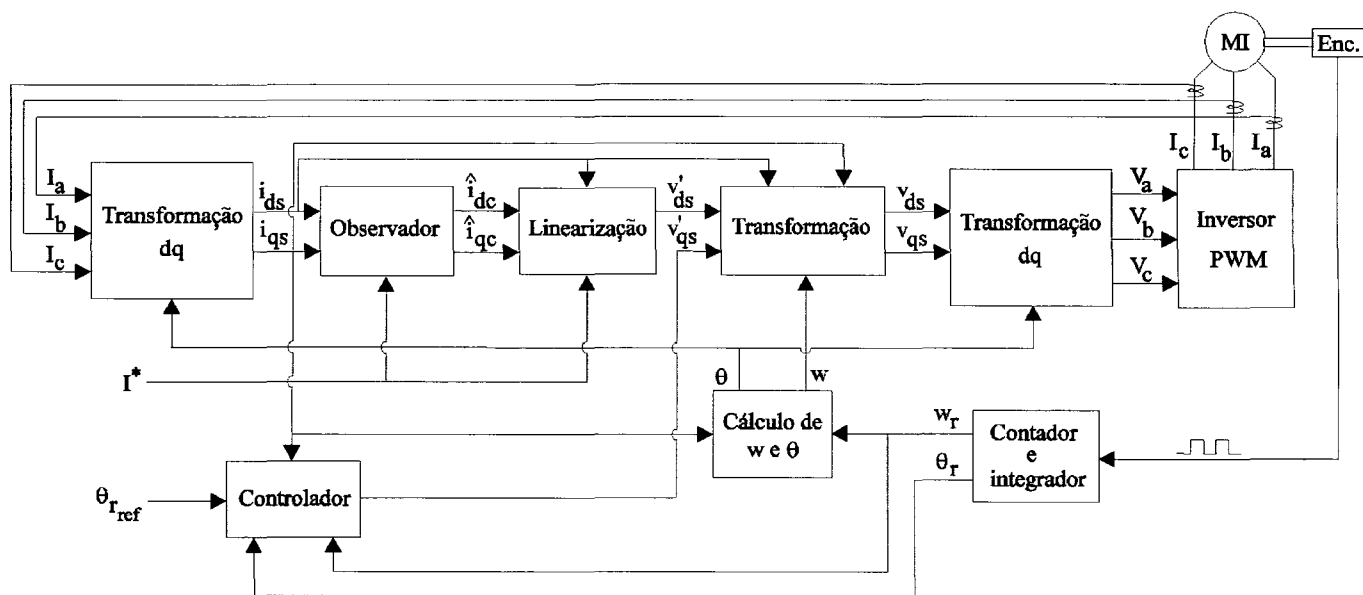


Figura 6- Diagrama de blocos do servomecanismo de posição com controle vetorial.

lei de controle. Contudo, no presente caso há sensores para os três estados, motivando a aplicação da estratégia LQ. Mais precisamente, consideraremos o índice de desempenho

$$J(v'_{qs}) = \int_0^{\infty} \left\{ q_1 i_{qs}^2(t) + q_2 w_r^2(t) + q_3 (\theta_{r,ref}(t))^2 + r_1 (v'_{qs}(t))^2 \right\} dt \quad (11)$$

cujas solução é da forma

$$v'_{qs}(t) = -\frac{1}{(\sigma L_s r_1)} \left\{ p_{11} i_{qs}(t) + p_{12} w_r(t) + p_{13} (\Theta_r(t) - \Theta_{r,ref}(t)) \right\} \quad (12)$$

onde p_{11} , p_{12} e p_{13} são os elementos da primeira linha da matriz solução da equação de Riccati associada ao problema LQ. Para detalhes vide (Haneda e Nagao, 1989). O ambiente da Fig. 1 possui rotina para solução da equação de Riccati. Empregando o modelo dinâmico do motor de indução apresentado no Apêndice I e os parâmetros do motor caracterizado no Apêndice II, $q_1=q_2=0$, $q_3=100$ e $r_1=1$, resultou

$$P_{11} = 41,282, \quad P_{12} = 0,762, \quad P_{13} = 17,771 \quad (13)$$

Antes de se aplicar controle em tempo real, convém verificar, por simulação, o desempenho do sistema de controle considerando o modelo completo, isto é, incluindo o observador das correntes de magnetização. Empregando-se o ambiente da Fig. 1 no modo simulação com período de amostragem $T=0,001s$, para referência $\Theta_r = 0$, $0 \leq k < 500$ e $\Theta_{r,ref} = \pi$ rad, $500 \leq k \leq 1000$, e $I^* = 0,4A$, obteve-se a Fig. 7, onde o eixo horizontal é dado em múltiplos de T . Logo, o tempo total de simulação corresponde a 1s.

O desempenho parece satisfatório, podendo-se prosseguir para a fase de controle em tempo real. Neste ponto deve ser ressaltado que a técnica para geração de sinal PWM apresentada na seção 3 é adequada para situações que não requerem definição instantânea das tensões trifásicas, isto é,

as alterações em frequência e/ou amplitude podem ser efetuadas em pontos predeterminados, como por exemplo no final de um período. Este não é o caso nesta seção, pois o sinal de controle pode ser alterado ao final de cada período de amostragem, no caso $T=0,001$ s. Assim, nesta aplicação o padrão PWM para a fase i será gerado carregando-se nos *timers* da Fig. 2 os seguintes tempos

$$T_i = T \left(0,5 + \frac{V_i}{V_{DC}} \right), \quad i = a, b, c \quad (14)$$

onde V_i é a tensão desejada para a fase i e V_{DC} é a tensão de alimentação do inversor. Vide (Haneda e Nagao, 1989) para detalhes.

O sistema de controle mostrado na Fig. 6 foi implementado no ambiente da Fig. 1. Experimentalmente verificou-se que o microcomputador 486-DX2 66 efetua todos os cálculos, incluindo a digitalização das correntes e a leitura da velocidade, em aproximadamente 600 μs , tornando exequível a utilização período de amostragem $T=0,001$ s no cálculo da lei de controle. Deve ser ressaltado que o *encoder* possui 2500 ppr, e portanto possui baixa resolução para amostragem de 1ms. Duas alternativas são possíveis: a) Elevar o período de amostragem do controle, que não é factível neste exemplo, pois o sistema possui dinâmica rápida e pode se instabilizar, e b) Efetuar leituras de velocidade a uma taxa mais lenta que a geração do sinal de controle. Esta foi a alternativa adotada neste exemplo. Mais precisamente, para contagem dos pulsos do *encoder* utilizou-se a base de tempo $T_c=3T$, ou seja, a leitura de velocidade é efetuada a cada três ciclos de controle.

Empregando-se o módulo de controle em tempo real da Fig. 1, com o mesmo sinal de referência de posição da Fig. 7, obteve-se a Fig. 8. Considerando-se que o motor de indução é um sistema relativamente complexo, conclui-se que o desempenho mostrado na Fig. 8 está próximo o suficiente daquele exibido na Fig. 7, validando assim o projeto do controlador.

A discrepância entre os comportamentos de Θ_r nas Figs. 7 e 8 aparentemente se deve a não linearidades no motor e ao fato

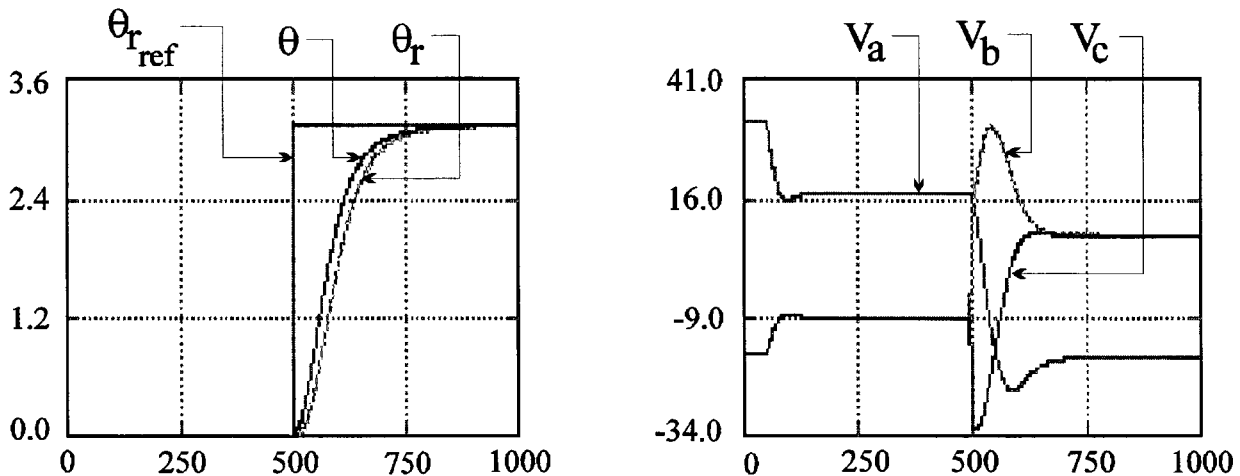


Figura 7- Resultados obtidos via simulação: a) Referência(Θ) ângulos elétrico(Θ_{ref}) e mecânico(Θ_r), em radianos; b) Tensões trifásicas, em volts.

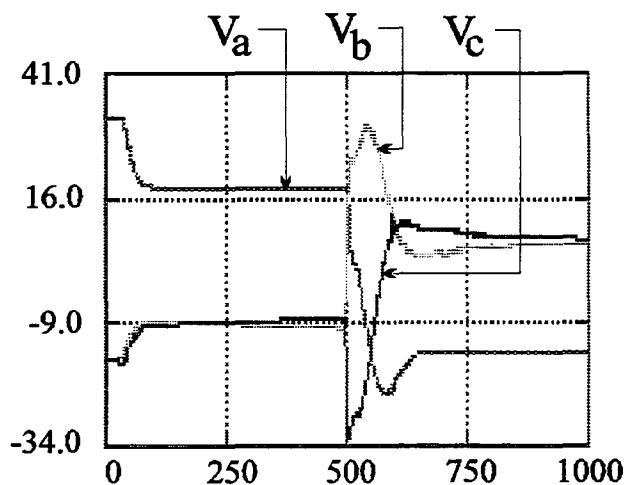
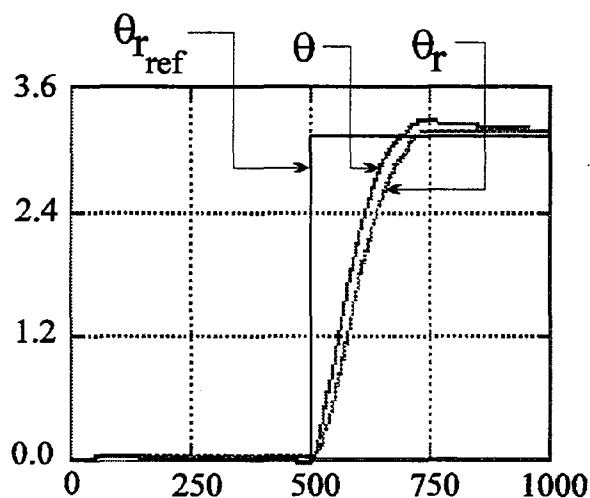


Figura 8- Resultados experimentais: a) Referência (θ_{ref}), ângulos elétrico (θ) e mecânico (θ_r), em radianos; b) Tensões trifásicas, em volts.

Deve ser ressaltado que a estratégia proposta por (Haneda e Nagao, 1989) foi utilizada para ilustrar a utilidade do ambiente proposto porque é relativamente complexa, necessitando de considerável capacidade computacional. Adicionalmente, a implementação aqui apresentada ressalta a robustez desta estratégia, pois ele difere de (Haneda e Nagao, 1989) em dois aspectos: 1) Não é utilizado resolver para a obtenção da posição, simplificando assim a instrumentação, mas deteriorando a informação de ângulo do rotor, e 2) Devido à dinâmica do motor, o período de amostragem T para geração do sinal de controle é 12 vezes menor. Porém as informações de velocidade e posição são obtidas com período $3T$, devido à baixa resolução do *encoder*.

5.-CONCLUSÕES

Um ambiente baseado em microcomputador para acionamento e controle de motores de indução foi proposto neste trabalho, objetivando simplificar e viabilizar a implementação em tempo real de técnicas de acionamento e controle. Resultados experimentais, relativos à geração de padrão PWM e ao controle vetorial de um servomecanismo de posição, foram apresentados de modo a ilustrar a utilidade e flexibilidade do ambiente proposto.

Convém ressaltar que os parâmetros elétricos do motor utilizado neste artigo foram obtidos experimentalmente, empregando-se um filtro de Kalman estendido. Esse procedimento será reportado oportunamente.

AGRADECIMENTOS

O primeiro autor agradece ao CNPq-Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, pelo suporte financeiro. O segundo autor agradece à UFSM e CAPES/PICD pelo suporte financeiro. O terceiro autor agradece à PUCRS e ao CNPq pelo apoio financeiro.

Os autores agradecem aos revisores pelas sugestões efetuadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Atkinson, D.J.; Acarnley, P.P. and Finch, J.W. (1991), Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 27, No. 6, pp. 1119-1127.
- Barbi, I. (1985), *Teoria Fundamental do Motor de Indução*, Editora da UFSC, Florianópolis.
- Bose, B.K. (1986), *Power Electronics and Drives*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.
- Bottura, C.P.; Silvino, J.L. and Resende, P. (1993), A Flux Observer for Induction Machines Based on a Time-Variant Discrete Model, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 29, No. 2, pp. 349-354.
- Ferreira Filho, F.A.; Silva, V.F. da, Pinheiro, C.A.M. e Junior, E.L.M. (1992), Modulador PWM para Inversores Transistorizados Utilizando Microcomputador Pessoal, *Anais do 9º Congresso Brasileiro de Automática*, Vitória-ES, pp. 330-335.
- Garcia, G.O.; Stephan, R.M. e Watanabe, E.H. (1990), Controle de Velocidade de um Motor de Indução Através das Técnicas Campo Orientado Indireto e Escorregamento Controlado, *Anais do 8º Congresso Brasileiro de Automática*, Belém, Pará, pp. 955-960.
- Haneda, H. and Nagao, A. (1989), Digitally Controlled Optimal Position Servo of Induction Motors, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 36, No. 3, pp. 349-360.
- Hemerly, E.M. (1991), Sintonização Ótima de Controladores PID Digitais, *Controle & Automação*, Vol. 3, No. 1, pp. 291-298.
- Kailath, T. (1980), *Linear Systems*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.

Haneda,H. and Nagao,A. (1989), Digitally Controlled Optimal Position Servo of Induction Motors, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 36, No. 3, pp. 349-360.

Hemerly,E.M. (1991), Sintonização Ótima de Controladores PID Digitais, *Controle & Automação*, Vol. 3, No. 1, pp. 291-298.

Kailath,T. (1980), *Linear Systems*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.

Leonhard,W. (1985), *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin.

Morici,R.; Rossi,C. and Tonielli,A. (1993), *Fast Prototyping of Nonlinear Controllers for Electric Motor Drives*, IFAC World Congress, Australia, Vol. 2, pp. 445-450.

Peñalver,C.M.; Peire,J. and Martinez,P.M. (1985), Microprocessor Control of DC/AC Static Converter, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. IE-32, No. 3, pp. 186-191.

Rosenbrock,H.H. (1960), An Automatic Method for Finding the Greatest Least Value of a Function, *Comput. Journal*, Vol. 3, pp. 175-184.

Sepe,R.B. and Lang,J.H. (1994), "Implementation of Discrete-Time Field-Oriented Current Control", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 30, No. 3, pp. 723-727.

Silvino,J.L; Bottura,C.P. e Resende,P. (1993), Observadores de Fluxo e Estimacão de Parâmetros da Máquina de Indução via Modelamento Discreto Não-Estacionário, *Controle & Automação*, Vol. 4, No. 1, pp. 11-22.

Zakian,V. and Al-Naib,U. (1973), Design of Dynamical and Control Systems by the Method of Inequalities, *Proc. of IEE-Control & Science*, Vol. 120, pp. 1421-1427.

APÊNDICE I- Modelo dinâmico do motor de indução no referencial *d-q* girando com velocidade angular *w(t)*:

$$L_s \hat{i}_{ds}(t) + M \hat{i}_{dr}(t) = -R_s i_{ds}(t) + Mw(t) i_{qr}(t) + v_{ds}(t)$$

$$L_s \hat{i}_{qs}(t) + M \hat{i}_{qr}(t) = -R_s i_{qs}(t) - L_s w(t) - Mw(t) i_{dr}(t) + v_{qs}(t)$$

$$M \hat{i}_{ds}(t) + L_r \hat{i}_{dr}(t) = -R_r i_{dr}(t) + M(w(t) - \lambda w_r(t)) i_{qs}(t) + L_r(w(t) + L_r(w(t) - \lambda w_r(t))) i_{qr}(t)$$

$$M \hat{i}_{qs}(t) + L_r \hat{i}_{qr}(t) = -R_r i_{qr}(t) - M(w(t) - M(w(t) - \lambda w_r(t)) i_{ds}(t) - L_r(w(t) - \lambda w_r(t)) i_{dr}(t)$$

APÊNDICE II- Parâmetros do motor utilizado: 0,12 CV, 220/330 V, 0,4/0,23 A, 60Hz:

λ (pares de pólos):	1
R_s (resistência do estator):	52,8 Ω ;
R_r (resistência do rotor):	79,11 Ω ;
L_s (indutância do estator):	3,367 H
L_r (indutância do rotor):	3,156 H
M (indutância mútua):	2,240 H
J (momento de inércia):	0,0002 kg.m